

УДК 621.374.2

ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА МЕАНДР

Г. И. ЗАЙДМАН

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

В статье приведены четыре схемы формирователей импульсов напряжения типа меандр на основе метода биполярной коммутации резистора нагрузки. Рассмотрены причины, обуславливающие нестабильность выходного напряжения формирователей. Даны выражения для определения амплитудного значения напряжения при калибровке формирователей на постоянном токе.

Иллюстраций 7, библиографий 6.

Для калибровок электронных вольтметров, во встроенных поверочных устройствах и т. д. находят применение и перспективны источники прямоугольного напряжения, обладающие П-образной формой (напряжение меандра). При П-образной форме все три значения напряжения: амплитудное, действующее и среднее равны [1]. Такое образцовое напряжение можно получить при помощи калибратора. Основой калибратора прямоугольного напряжения является формирователь, определяющий его метрологические характеристики и служащий в измерителе амплитуд [2] образцовым источником.

Известно несколько методов формирования напряжения меандра, каждый из которых характеризуется рядом достоинств. Данная статья посвящена формирователям импульсов напряжения типа меандр на основе метода биполярной коммутации резистора нагрузки [3, 4, 5], позволяющим, по сравнению с формирователями аналогичного назначения, но без биполярной коммутации резистора нагрузки, вдвое увеличить коэффициент использования напряжения источника постоянного тока, уменьшить коэффициент стабилизации раз нестабильность ключевых элементов в замкнутом состоянии [3, 4], увеличить коэффициент стабилизации [4] и коэффициент полезного действия [4, 5].

Рассмотрим функциональную схему формирователя импульсов с коммутацией резистора нагрузки в диагонали мостовой схемы с транзисторными ключами и линейными резисторами в плечах моста [3]. Такая мостовая схема совместно с формирователем импульсов приведена на рис. 1. Формирователь содержит мультивибратор М, триггер, ключевую схему на транзисторах T_1 и T_2 , к коллекторам которых подключены температурно-скомпенсированные стабилитроны D_1 , D_2 , резистор нагрузки R_n и линейные балластные резисторы R_1 и R_2 , образующие диодный стабилизатор напряжения. Последний определяет, главным образом, метрологические характеристики формирователя импульсов [3].

Нестабильность выходного напряжения стабилизатора (рис. 1) определяется как нестабильностью его элементов, так и нестабильностью

входного напряжения. Определим требования к элементам диодного стабилизатора напряжения. Для этого установим связь между коэффициентом стабилизации диодного стабилизатора напряжения и значениями его элементов. Коэффициент стабилизации диодного стабилизатора

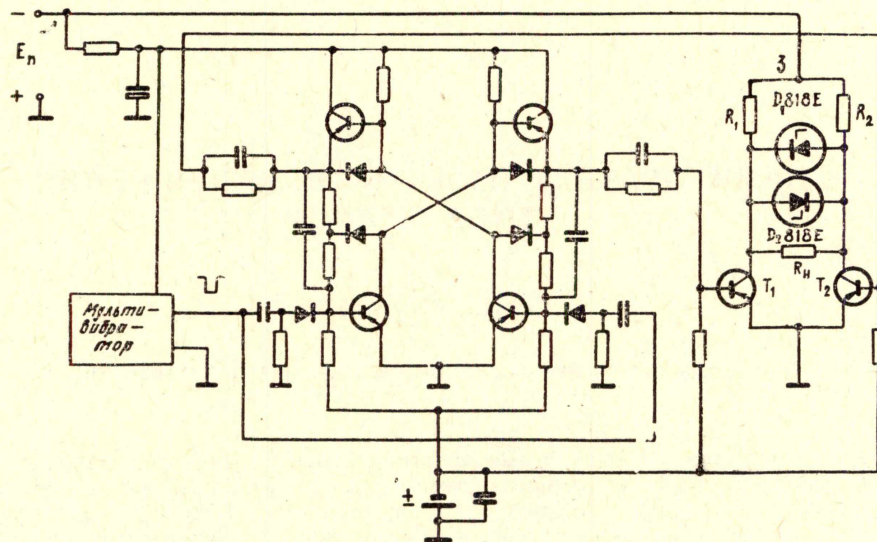


Рис. 1

напряжения (рис. 1) через относительные изменения напряжения можно записать следующим образом:

$$K = \frac{\Delta U_{ВХ}/U_{ВХ}}{\Delta U_{ВЫХ}/U_{ВЫХ}} = \frac{1 + R_6/R_H + R_6/R_i}{1 + R_6/R_H + R_6/R_{CT}}. \quad (1)$$

Здесь R_6 — сопротивление балластного резистора, R_i — динамическое сопротивление стабилитрона, R_{CT} — статическое сопротивление стабилитрона. Обозначим $\Delta U_{ВХ}/U_{ВХ} = A$, $\Delta U_{ВЫХ}/U_{ВЫХ} = B$, следовательно, $B = A/K$, или $dB = d \frac{A}{K} = \frac{K(dA - A/KdK)}{K^2}$. Полагая, что $A = \text{const}$, тогда $dA = 0$, имеем

$$dB/B = -dK/K. \quad (2)$$

Выразим относительное изменение коэффициента стабилизации через относительную нестабильность элементов стабилизатора. При постоянной температуре окружающей среды коэффициент стабилизации K является функцией четырех величин $K = f(R_H, R_6, R_{CT}, R_i)$. Определив значения частных производных $\frac{\partial K}{\partial R_6}$, $\frac{\partial K}{\partial R_{CT}}$, $\frac{\partial K}{\partial R_i}$, $\frac{\partial K}{\partial R_H}$, подставив их значения в (1) и учитывая, что $R_{CT} \gg R_i$, получим

$$\begin{aligned} \frac{dB}{B} \approx & - \frac{1}{(1 + R_6/R_H + R_6/R_i)(1 + R_6/R_H + R_6/R_{CT})} \left[\frac{R_6}{R_i} \cdot \frac{\Delta R_6}{R_6} + \right. \\ & + (1 + R_6/R_H + R_6/R_{CT}) \frac{R_6}{R_{CT}} \cdot \frac{\Delta R_{CT}}{R_{CT}} - \\ & \left. - (1 + R_6/R_H + R_6/R_{CT}) \frac{R_6}{R_i} \cdot \frac{\Delta R_i}{R_i} + \frac{R_6^2}{R_H R_i} \cdot \frac{\Delta R_H}{R_H} \right]. \end{aligned} \quad (2a)$$

Из соотношения (2a) следует, что вклад в нестабильность относительного изменения выходного напряжения вносят нестабильности балласт-

ного резистора и резистора нагрузки, а также нестабильности статического и динамического сопротивлений стабилитрона. В частном случае, когда $R_6 = R_n$, влияние их нестабильности на $\frac{\Delta K}{K}$ эквивалентно.

Следовательно, требования по стабильности к резистору нагрузки должны быть такими же, как и к балластному резистору. При $R_6 = R_{ст}$, $\frac{\Delta R_{ст}}{R_{ст}} = \frac{\Delta R_i}{R_i}$, $R_6 \gg R_i$ изменение R_i оказывает более сильное влияние на $\frac{\Delta K}{K}$ нежели изменение $R_{ст}$ стабилитрона. Суммарная неста-

бильность $R_{ст}$, R_i стабилитрона определяется технологией его изготовления и для лучших отечественных образцов типа КС 194 составляет $2,5 \cdot 10^{-2}\%$ за 2000 часов.

Аналитически оценим, каков предельный K диодного стабилизатора, если изменять величины сопротивлений R_6 и R_n . Полагая, что $R_n \rightarrow \infty$ из уравнения (1)

$$R_6 = \frac{(K-1) R_i R_{ст}}{R_{ст} - K R_i}. \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что при $K = \frac{R_{ст}}{R_i}$ сопротивление балластного резистора стремится к бесконечно большой величине. Таким образом, отношение статического сопротивления стабилитрона к динамическому

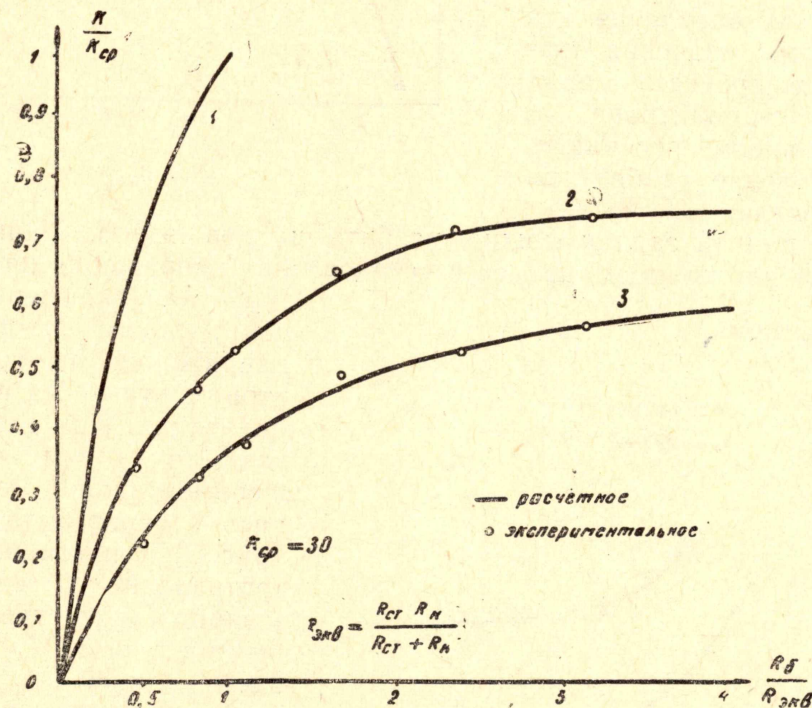


Рис. 2

в заданной рабочей точке определяет предельное значение коэффициента стабилизации диодного стабилизатора напряжения в режиме холостого хода.

Для конечного значения R_n на рис. 2 приведены зависимости K от отношения $R_6/R_{экв}$ для трех случаев: 1) $R_n \gg R_{ст}$ (кривая 1),

2) $R_n = R_{ст}$ (кривая 2), 3) $R_n = \frac{1}{2} R_{ст}$ (кривая 3), где $R_{экр} = R_n \parallel R_{ст}$.

Как видно из рис. 3, для кривых 2, 3 значение сопротивления балластного резистора при заданном резисторе нагрузки следует выбирать из условия $\frac{R_6}{R_{экр}} = 1 \div 1,5$, так как при больших отношениях приращение коэффициента стабилизации уменьшается, а рассеиваемая на нем мощность возрастает, что снижает коэффициент полезного действия стабилизатора.

Предельная частота переключения формирователя [3] ограничивается, главным образом, частотой диодного стабилизатора, которая лимитирована минимальной длительностью импульса выходного напряжения $t_n = t_n + t_c$. Здесь t_n , t_c — соответственно времена нарастания и спада импульса.

Задача расчета переходного процесса включения температурно-компенсированного стабилизатора в схеме диодного стабилизатора напряжения (рис. 1) сводится к нахождению времени установления стационарного значения амплитуды в процессе заряда емкости стабилизатора, поскольку время переключения собственно стабилизатора составляет $2,5 \div 80$ нсек.

Решение данной задачи можно разбить на два этапа. Первый этап описывает длительность процесса установления напряжения на стабилизаторе при включении его из

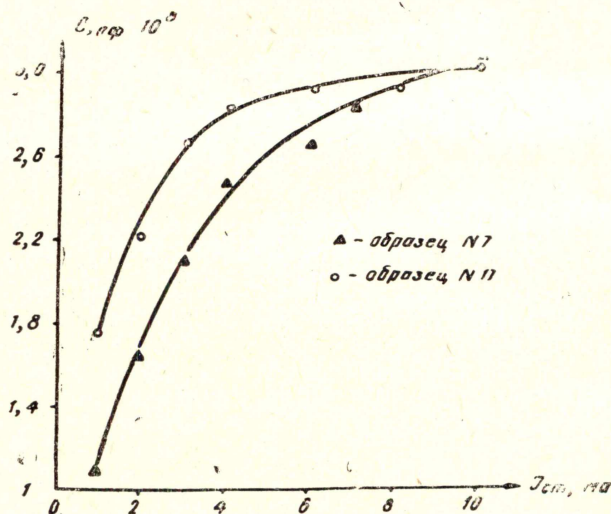


Рис. 3

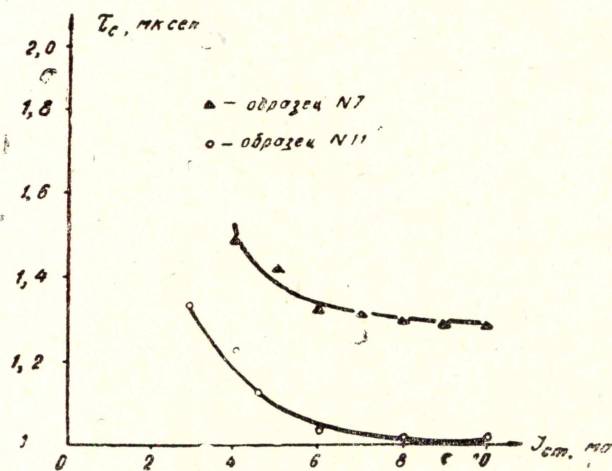


Рис. 4

нейтрального состояния до напряжения пробоя [6], а второй этап — на ветви стабилизации. При решении задачи на втором этапе экспериментально определялась зависимость емкости (рис. 3) и динамического сопротивления от тока стабилизации $I_{ст}$ и строилась зависимость $\tau_c = f(I_{ст})$ (рис. 4). Здесь $\tau_c = C_{экр} R_i$, где $C_{экр}$ — значение эквивалентной емкости стабилизатора. Из рис. 4 видно, что при $I_{ст} > 3$ ма изменение τ_c

незначительно, что позволяет использовать усредненное значение. В этом случае изменение напряжения на стабилизаторе со временем при подаче на вход стабилизатора однополярного импульса определяется соотношениями:

$$U(t) = U_{ст}(1 - e^{-t/\tau_c}) \quad (4)$$

для нарастания, $U(t) = U_{\text{ст}} e^{-t/\tau_c}$

для спада, где $U_{ст}$ — падение напряжения на ветви стабилизации стабилитрона в пределах усредненного значения τ_c .

Расчет переходного процесса нарастания напряжения для системы стабилизаторов (рис. 1) аналогичен расчету переходного процесса нарастания напряжения на одном стабилизаторе, поскольку значение емкости обратносмещенного стабилизатора (см. рис. 1) [6] примерно на три порядка меньше по сравнению с его эквивалентной емкостью в режиме стабилизации (рис. 3). Длительность переходного процесса выключения стабилизаторов на стабилизирующем участке их вольт-амперной характеристики можно определить из уравнения

где $E_{\text{ст}}$ — значение напряжения стабилизации стабилитрона.

Из сопоставления (6), (8), (12), (14) работы [6] и (4), (5) следует, что доминирующими являются длительности переходных процессов на стабилизирующем участке вольт-амперной характеристики температурно-скомпенсированных стабилитронов.

Анализ (1) показывает, что относительное изменение выходного напряжения при заданной нестабильности входного определяется коэффициентом стабилизации K . Особенно увеличение K желательно в случае большой нестабильности напряжения источника питания формирователя [3]. Однако рассмотренные выше диодные стабилизаторы напряжения с линейным балластным резистором не могут обеспечить K больше 50. В этом случае перспективными, с точки зрения увеличения коэффициента стабилизации, являются схемы диодных стабилизаторов с нелинейным балластным резистором. Техническая реализация такого стабилизатора [5] приведена на рис. 5 и представляет соединение ста-



билизатора тока со стабилитроном. Коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения определяется соотношением

где $R_{б.дин}$ — динамическое сопротивление балластного двухполюсника;
 $R_{б.ст}$ — статическое сопротивление балластного двухполюсника.

Исследуем эффективность увеличения коэффициента стабилизации такого диодного стабилизатора напряжения по сравнению с аналогичным диодным стабилизатором, но с линейным балластным резистором. Взяв отношение коэффициентов стабилизации (7) и (1), полагая величину входного напряжения стабилизаторов одинаковой, а также идентичность их параметров при $R_n \rightarrow \infty$ и $\frac{R_6}{R_i} \gg 1$, $R_6 = R_{6,ст}$, получим

$$x_1 = \frac{R_{6,дин}}{R_{6,ст}}, \quad (8)$$

где x_1 — эффективность увеличения коэффициента стабилизации напряжения диодного стабилизатора с нелинейным балластным резистором, рабочий ток которого слабо зависит от приложенного напряжения. С учетом резистора нагрузки эффективность увеличения коэффициента стабилизации равна

$$x_2 = \frac{1 + \frac{R_{6,дин}}{R_n} + \frac{R_{6,дин}}{R_i}}{1 + \frac{R_6}{R_n} + \frac{R_6}{R_i}}. \quad (9)$$

Из (8) и (9) следует, что эффективность увеличения коэффициента стабилизации возрастает с ростом динамического и уменьшением статического сопротивлений нелинейного балластного двухполюсника. Применение нелинейного двухполюсника в качестве балластного резистора позволяет увеличить коэффициент стабилизации и коэффициент полезного действия. Однако при этом возрастает и нестабильность выходного напряжения из-за нестабильности балластного двухполюсника. Когда к стабильности выходного напряжения предъявляются высокие требования, такую ступень целесообразно использовать в качестве входной для двухступенчатого диодного стабилизатора. В этом случае «грубая» стабилизация осуществляется диодным стабилизатором напряжения с нелинейным балластным двухполюсником. Нестабильность двухполюсника устраняется диодным стабилизатором напряжения с линейным балластным резистором, включенным на его выходе.

Рассмотрим последовательность определения амплитудного значения напряжения формирователей [3, 4] при калибровке их на постоянном токе. Изменение напряжения стабилизации стабилитрона в импульсном режиме работы обусловлено вариацией температуры его переходов. Величина приращения температуры скомпенсированного стабилитрона зависит от изменения мощности, рассеиваемой на его $p-n$ переходах, и температуры окружающей среды. С учетом переходных процессов в импульсном режиме работы стабилитронов амплитудное значение напряжения стабилизации равно

$$E_{ст}^* = U_0 - P_0 (1 - G/Q) R_{тс} \alpha_c \pm \alpha_c \Delta t^0, \quad (10)$$

где U_0 — значение напряжения стабилизации, измеренное на постоянном токе при комнатной температуре; P_0 — мощность, рассеиваемая на стабилитроне на постоянном токе при комнатной температуре; $G = \frac{P_1}{P_2}$;

P_1 — мощность в импульсе, рассеиваемая на стабилитроне с учетом его переходных процессов нарастания и спада напряжения; P_2 — мощность в импульсе, рассеиваемая на стабилитроне без учета его переходных процессов нарастания и спада напряжения; Q — скважность прямоугольных импульсов напряжения; $R_{тс}$ — суммарное значение теплового сопротивления стабилитрона; α_c — температурный коэффициент напряжения стабилизации стабилитрона; $\Delta t^0 = t_2^0 - t_1^0$ — изменение темпера-

туры окружающей среды (при этом знак плюс перед выражением $\alpha_c \Delta t^o$ берется при повышении температуры, а знак минус — при понижении); t_1^o — комнатная температура, при которой измеряется U_0 ; t_2^o — температура окружающей среды, в которой работает стабилитрон. Соотношение (10) справедливо для установившегося режима работы формирователей [3, 4] при $t_u \ll \tau$, где τ — постоянная времени установления напряжения на стабилитроне.

Измерению значения $E_{ст}^*$ сопутствуют две систематические относительные погрешности η_1, η_2 .

Погрешность η_1 обусловлена изменением остаточного напряжения транзисторного ключа при вариации его температуры

$$\eta_1 = \frac{\alpha_T (\Delta t_T^o \pm \Delta t^o)}{KE_{ст}^*}, \quad (11)$$

где α_T — температурный коэффициент напряжения транзисторного ключа; Δt_T^o — увеличение температуры транзисторного ключа при переходе формирователя из статического в динамический режим работы.

Погрешность η_2 вызвана приращением теплового тока закрытого транзисторного ключа ΔI_T и обратного тока температурно-скомпенсированного стабилитрона ΔI_c в динамическом режиме работы формирователя

$$\eta_2 = \frac{(\Delta I_T + \Delta I_c)}{E_{ст}^*} \cdot R_i. \quad (12)$$

Несмотря на ряд существенных достоинств формирователей напряжения [3, 4], им свойственны недостатки:

- несколько повышенное выходное сопротивление, определяемое динамическим сопротивлением применяемых стабилитронов;
- дробность выходного напряжения из-за разброса напряжения стабилизации стабилитронов;
- ограниченный диапазон напряжения стабилизации вследствие отсутствия широкой номенклатуры стабилитронов.

Перечисленные недостатки в значительной мере устраняются при применении формирователей на основе триггерных ключевых схем. Одна из функциональных схем такого типа формирователей приведена на рис. 6 [5]. Как видно из рис. 6, импульсы мультивибратора М, диф-

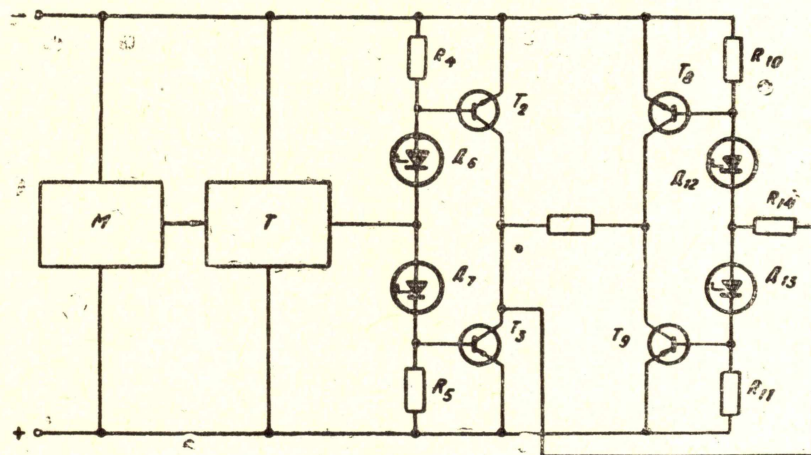


Рис. 6

ференцируясь, запускают высокочастотный триггер Т, работающий в счетном режиме и используемый для управления транзисторной ключевой схемой.

Амплитудное значение выходного напряжения формирователя [5]

$$E_{\phi} = E_k - U_{T_1} - U_{T_2}, \quad (13)$$

где E_k — напряжение источника питания формирователя; U_{T_1} , U_{T_2} — остаточные напряжения транзисторов $p-n-p$ и $n-p-n$ типов. При измерении амплитуды импульсного напряжения следует учитывать систематические погрешности η_3 , η_4 .

Составляющая η_3 обусловлена изменением остаточных напряжений транзисторных ключей типа $p-n-p$ и $n-p-n$ в динамическом режиме работы формирователя

$$\eta_3 = \frac{\alpha_{T_1}(\Delta t_{T_1}^0 \pm \Delta t_{T_1}^0) + \alpha_{T_2}(\Delta t_{T_2}^0 \pm \Delta t_{T_2}^0)}{E_{\phi}}, \quad (14)$$

где α_{T_1} , α_{T_2} — температурные коэффициенты напряжения транзисторных ключей в насыщенном состоянии соответственно $p-n-p$ и $n-p-n$ типов; Δt_{T_1} , Δt_{T_2} — увеличение температуры транзисторных ключей соответственно $p-n-p$ и $n-p-n$ типов в динамическом режиме работы формирователя.

Появление составляющей погрешности η_4 вызвано увеличением обратных токов закрытых транзисторных ключей $p-n-p$ и $n-p-n$ типов при переходе формирователя из статического в динамический режим работы из-за увеличения рассеиваемой на них мощности

$$\eta_4 = \frac{R_{T_1} \Delta I_{T_1} + R_{T_2} \Delta I_{T_2}}{E_{\phi}}, \quad (15)$$

где R_{T_1} , R_{T_2} — сопротивления транзисторных ключей в насыщенном состоянии соответственно $p-n-p$ и $n-p-n$ типов; ΔI_{T_1} , ΔI_{T_2} — приращения тепловых токов транзисторных ключей $p-n-p$ и $n-p-n$ типов.

Формирователь [5] можно упростить (рис. 7). Такая ключевая схема запускается продифференцированными импульсами от источника ИПС.

В заключение отметим, что на базе рассмотренных формирователей можно создавать компактные, экономичные, обладающие высокими метрологическими характеристиками, образцовые источники прямоугольного напряжения.

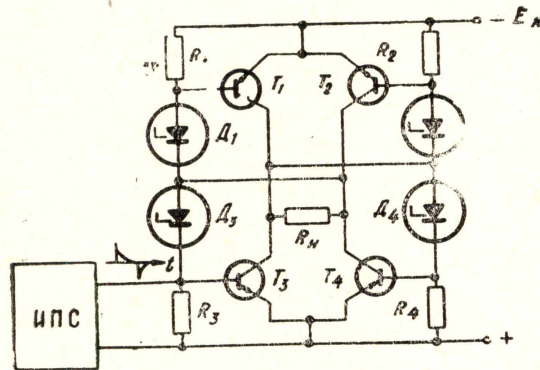


Рис. 7

ЛИТЕРАТУРА

1. Р. А. Валитов. Радиотехнические измерения. «Советское радио», 1963.
2. М. С. Ройтман, Г. И. Зайдман. Способ измерения амплитудного значения переменного напряжения. Авторское свидетельство № 310187, бюллетень изобретений № 23, 1971.
3. Г. И. Зайдман. Формирователь прямоугольных импульсов. Авторское свидетельство № 303720, бюллетень изобретений, № 16, 1971.
4. Г. И. Зайдман. Формирователь прямоугольных импульсов. Авторское свидетельство № 320032, бюллетень изобретений № 33, 1971.
5. Г. И. Зайдман. Формирователь импульсов. Авторское свидетельство № 403041, бюллетень изобретений № 42, 1973.
6. Г. И. Зайдман, С. А. Зайдман. Переходные процессы в температурно-компенсированных стабилитронах. Известия вузов СССР, «Приборостроение», т. 15, 1972, № 2.